

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of:

Chi-ho CHA

Art Unit: TBD

Appl. No.: NEW

Examiner: TBD

Filed: 17 March 2004

Atty. Docket: SEC.1126

For: **Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Receiver Used in Wireless Local Area Network System and Symbol Timing Synchronization Method Therefor**

CLAIM OF PRIORITY

U.S. Patent and Trademark Office
2011 South Clark Place
Customer Window, **Mail Stop Patent Application**
Crystal Plaza Two, Lobby, Room 1B03
Arlington, Virginia 22202

Sir:

Applicant, in the above-identified application, hereby claims the priority date under the International Convention of the following Korean application:

Appln. No. 2003-0016490 filed March 17, 2003

as acknowledged in the Declaration of the subject application.

A certified copy of said application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

VOLENTINE FRANCOS, P.L.L.C.

By: _____



Kenneth D. Springer
Registration No. 39,843

VOLENTINE FRANCOS, P.L.L.C.
12200 Sunrise Valley Drive, Suite 150
Reston, Virginia 20191
Tel. (703) 715-0870

Date: 17 March 2004



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원 번호 : 10-2003-0016490
Application Number

출원 년 월 일 : 2003년 03월 17일
Date of Application
MAR 17, 2003

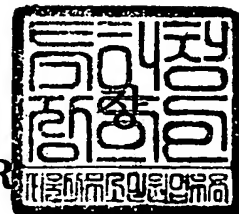
출원인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 04 월 02 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0020
【제출일자】	2003.03.17
【국제특허분류】	H04L
【발명의 명칭】	재차 상관과 2차 첨두치 비교로 심볼 시간을 동기화 하는 무선 랜 시스템의 직교 주파수 분할 다중화 수신기 및 그 심볼 동기화 방법
【발명의 영문명칭】	Orthogonal Frequency Division Multiplexor transceiving unit of wireless Local Area Network system providing for symbol timing synchronization by double correlation and double peak comparison and symbol timing synchronization method thereof
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이영필
【대리인코드】	9-1998-000334-6
【포괄위임등록번호】	2003-003435-0
【대리인】	
【성명】	정상빈
【대리인코드】	9-1998-000541-1
【포괄위임등록번호】	2003-003437-4
【발명자】	
【성명의 국문표기】	차치호
【성명의 영문표기】	CHA, Chi Ho
【주민등록번호】	690205-1100815
【우편번호】	442-374
【주소】	경기도 수원시 팔달구 매탄4동 동남아파트 4-112
【국적】	KR

【취지】

특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 다
리인 이영

필 (인) 대리인

정상빈 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 19 면 19,000 원

【우선권주장료】 0 건 0 원

【심사청구료】 0 항 0 원

【합계】 48,000 원

【첨부서류】

1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

재차 상관과 2차 침두치 비교로 심볼 시간을 동기화 하는 무선 랜 시스템의 직교 주파수 분할 다중화 수신기 및 그 심볼 동기화 방법이 개시된다. 상기 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기는, 짧은 훈련 심볼을 기준 신호로 사용하여 주파수 오프셋에 강건한 1차 차분 교차 상관을 수행하고, 상기 짧은 훈련 심볼의 차분 값의 자기 상관값을 기준으로 상기 1차 차분 교차 상관의 출력값에 대하여 재차 상관을 취하며, 상기 재차 상관의 출력값에 대하여 2차에 거친 침두치 비교를 통하여, 우수한 상관 특성을 기반으로 빠른 시간 내에 심볼 동기화를 수행한다. 따라서, 이와 같은 OFDM 수신기를 적용하는 무선 랜 시스템의 응답 속도를 높일 수 있다.

【대표도】

도 2

【명세서】

【발명의 명칭】

재차 상관과 2차 첨두치 비교로 심볼 시간을 동기화 하는 무선 랜 시스템의 직교 주파수 분할 다중화 수신기 및 그 심볼 동기화 방법{Orthogonal Frequency Division Multiplexor transceiving unit of wireless Local Area Network system providing for symbol timing synchronization by double correlation and double peak comparison and symbol timing synchronization method thereof}

【도면의 간단한 설명】

본 발명의 상세한 설명에서 인용되는 도면을 보다 충분히 이해하기 위하여 각 도면의 간단한 설명이 제공된다.

도 1은 프리앰블 구간을 자세히 표시한 일반적인 OFDM 신호 규격을 나타내는 도면이다.

도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기의 블록도이다.

도 3은 도 2의 OFDM 수신기에 대한 동작 설명을 위한 흐름도이다.

도 4는 도 2의 1차 교차 상관부의 출력 파형에 대한 시뮬레이션 결과이다.

도 5는 짧은 훈련 심볼의 차분값에 대한 파형의 일예이다.

도 6은 도 5의 파형에 대한 자기 상관값을 나타내는 그래프이다.

도 7은 일반적인 OFDM 수신기에서 긴 훈련 심볼을 교차 상관부의 기준값으로 한 경우의 동기화 확률을 나타내는 그래프이다.

도 8은 도 2의 OFDM 수신기의 동기화 확률을 나타내는 그래프이다.

【발명의 상세한 설명】**【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

<10> 본 발명은 무선(wireless) 랜(Local Area Network)(이하 "LAN"으로 약칭함)에 관한 것으로, 특히 무선 랜 시스템의 직교 주파수 분할 다중화, 즉, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexor) 수신기 및 그 방법에 관한 것이다.

<11> 무선(wireless) 랜(LAN) 시스템은 개인 또는 공중 네트워크의 랜(LAN)을 무선으로 연결시켜, 컴퓨터, 이동통신 단말기 등의 디바이스들을 사용하는 유저(user)에게 정보 송수신에서의 편리함을 제공한다. 특히, 고주파 대역을 사용하는 OFDM 신호는, 일반적으로, IEEE 802.11.a에서 정의되고 있는 바와 같이, 5.4GHz 대역에서 다중 반송파를 통해 최대 54Mbps 전송 속도로 송수신 처리되고 있다. 이외에도, IEEE 802.11에서는, DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 신호, CCK(Complementary Code Keying) 신호 등 다양한 종류의 신호 체계를 정의하고 있으나, 여기서는 OFDM 신호를 수신하는 OFDM 수신기에 대하여 언급한다.

<12> 도 1은 프리앰블 구간을 자세히 표시한 일반적인 OFDM 신호 규격을 나타내는 도면이다. 도 1을 참조하면, IEEE802.11a에서 정의되는 프리앰블(preamble) 규격이 자세히 나타나 있다. 즉, OFDM 신호의 프리앰블 구간은, 최소 8 μ s 구간 동안 10개의 반복 패턴을 가지는 짧은 훈련 심볼(short training symbol) 구간, 및 다음 8 μ s 구간 동안 1개의 GI(guard interval) 구간과 2개의 반복 패턴을 가지는 긴 훈련 심볼(long training symbol) 구간으로 구성되어 있다. 짧은 훈련 심볼(short training symbol) 구간에는 16

샘플 길이의 신호로 이루어지고, 긴 훈련 심볼(long training symbol) 구간에는 64 샘플 길이의 신호로 이루어진다. 이때, 심볼 시간 동기(symbol timing synchronization) 방법은 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간의 경계를 찾는 방법이다.

<13> 짧은 훈련 심볼 또는 긴 훈련 심볼을 기준 신호로 사용하여 교차 상관(cross correlation)과 피크 검출(peak detection)을 수행하여 심볼 클럭을 발생시키는 방법으로, 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간의 경계를 찾는 종래의 심볼 시간 동기 방법에서, 훈련 심볼의 길이가 긴 훈련 심볼을 기준 신호로 이용하는 방법이 더 우수한 성능의 교차 상관 특성을 나타내므로, 일반적으로 긴 훈련 심볼을 기준 신호로 사용하여 교차 상관을 수행한다. 그러나, 긴 훈련 심볼 구간이 시간적으로 짧은 훈련 심볼보다 늦은 시간에 수신되므로, 이와 같은 방법은 전체 시스템의 응답 속도를 늦추는 원인이 된다. OFDM 수신기에서의 신호 수신 처리에 대한 좀더 구체적인 동작에 대해서는 유럽 특허, "EP1,126,673"에 잘 나타나있다.

<14> 그런데, 위와 같은 종래의 심볼 시간 동기 방법에서, 긴 훈련 심볼을 기준 신호로 사용하여 교차 상관을 수행하는 방법은, 긴 훈련 심볼 구간 동안에 상관기(correlator)를 거치면서 상관 수행 시간이 길어져 상관 특성을 좋게 할 수 있는 장점이 있으나, 심볼 동기가 이루어지기 전에는 미세 주파수 오프셋의 추정과 등화기(equalizer)에서의 채널 계수 추정이 불가능하다. 따라서, 이와 같은 방법은 시스템의 응답 속도를 저하시키고, 이를 극복하기 위한 다른 기법을 추가하면 시스템의 복잡도를 증가시키는 문제점을 야기한다.

<15> 반면, 위와 같은 종래의 심볼 시간 동기 방법에서, 짧은 훈련 심볼을 기준 신호로 사용하여 교차 상관을 수행하는 방법은, 시스템의 응답 속도를 높여준다. 그러나, 이와

같은 방법에서는, IEEE802.11a 수신기의 특성상 도 1의 짧은 훈련 심볼 구간 중 초기 t1~t7까지는 AGC(Auto Gain Control)등이 수행되므로, t8~t10까지의 3개의 패턴 구간만 상관기의 수행에 유효한 시간으로 사용되어 상관 특성을 나쁘게 하는 문제점이 있다. 또한, 짧은 훈련 심볼의 신호 샘플수가 적으므로, 긴 훈련 심볼에 비하여 잡음과 주파수 오프셋(offset) 등의 영향을 많이 받아 상관 특성을 나쁘게 한다는 문제점이 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<16> 따라서, 본 발명이 이루고자하는 기술적 과제는, 짧은 훈련 심볼의 차분값(differential value)을 기준 신호로 사용하여 주파수 오프셋에 강건한 1차 차분 교차 상관(differential cross correlation)을 수행하고, 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값의 자기 상관값(auto correlation value)을 기준으로 상기 1차 차분 교차 상관의 출력값에 대하여 재차 상관을 취하며, 상기 재차 상관의 출력값에 대하여 2차에 거친 첨두치(peak value) 비교를 통하여, 상관 특성을 우수하게 하고 빠른 시간내의 심볼 동기화를 가능하게 하여 시스템의 응답 속도를 높일 수 있는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기를 제공하는 데 있다.

<17> 본 발명이 이루고자하는 다른 기술적 과제는, 짧은 훈련 심볼의 차분값을 기준 신호로 사용하여 주파수 오프셋에 강건한 1차 차분 교차 상관을 수행하고, 상기 짧은 훈련 심볼의 차분 값의 자기 상관값을 기준으로 상기 1차 차분 교차 상관의 출력값에 대하여 재차 상관을 취하며, 상기 재차 상관의 출력값에 대하여 2차에 거친 첨두치 비교를 통하여, 상관 특성을 우수하게 하고 빠른 시간내의 심볼 동기화를 가능하게 하여 시스템의 응답 속도를 높일 수 있는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법을 제공하는 데 있다.

【발명의 구성 및 작용】

- <18> 상기의 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기는, RF 모듈부, AD 변환부, 1차 차분 교차 상관부, 2차 차분 교차 상관부, 1차 피크 검출부, 2차 피크 검출부, 심볼 클럭 발생부, 및 IFFT부를 구비한다.
- <19> 상기 RF 모듈부는 무선 공중파를 수신하여 할당된 채널에 존재하는 신호로부터 OFDM 아날로그 신호를 추출하여 출력한다.
- <20> 상기 AD 변환부는 상기 OFDM 아날로그 신호를 샘플링하여 디지털 신호로 변환하여 출력한다.
- <21> 상기 1차 차분 교차 상관부는 상기 디지털 신호와 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)에 대한 소정 교차 상관으로 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)을 출력한다.
- <22> 상기 2차 차분 교차 상관부는 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)에 대한 상기 교차 상관으로 2차 차분 교차 상관값(Z)을 출력한다.
- <23> 상기 1차 피크 검출부는 초기 또는 소정 제2 조건을 만족한 경우의 2차 경계 검출 정보에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 초기 또는 이전 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i))$ 와 비교하여 소정 제1 조건에 대응하는 1차 경계 검출 정보(P1)를 출력한다.
- <24> 상기 2차 피크 검출부는 상기 소정 제1 조건을 만족한 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1)에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 이전 16 샘플링 값들 중의 상기

최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i))$ 와 비교하여 상기 소정 제2 조건에 대응하는 상기 2차 경계 검출 정보(P)를 출력한다.

<25> 상기 심볼 클럭 발생부는 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1), 또는 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 2차 경계 검출 정보(P)가 액티브됨에 따라, 상기 1차 첨두치 위치 $d_{\max}(i-1)$ 를, OFDM 규격 상의 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간 사이의 경계로 보아 상기 위치 $d_{\max}(i-1)$ 에 동기 되는 클럭인 심볼 클럭(SCLK)을 발생시켜 출력한다.

<26> 상기 IFFT부는 상기 디지털 신호를 상기 심볼 클럭(SCLK)에 동기시켜 IFFT 처리한 디지털 심볼(IFTS)을 출력한다.

<27> 상기 소정 교차 상관은, 상기 디지털 신호를 나타내는 수학적식,

$$<28> \quad P_k = b_k e^{j(2\pi \Delta f k T_s + \theta_0)}$$

$$<29> \quad b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}}$$

<30> (여기서, P_k 는 k번째 샘플 신호, b_k 는 시간영역의 이상적인 k번째 샘플 신호, T_s 는 샘플간격, θ_0 은 초기 위상값, N은 IFFT의 포인트 크기, a_n 은 n번째 부채널로 전송되는 송신측에서의 데이터 심볼)

<31> 및 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)을 나타내는 수학적식,

$$<32> \quad R1(k) = b_{k-1}^* b_k$$

<33> (여기서, $R1(k)$ 는 짧은 훈련 심볼의 차분값)

<34> 에 의하여, 수학식,

$$<35> \quad T(d) = P_{k+d-1} P_{k+d}^*$$

<36> (여기서, d는 시간영역의 위치)

<37> 를 계산하여, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)을 나타내는 수학식,

$$\begin{aligned} <38> \quad Z1(d) &= \sum_{k=1}^{16} T(d) R1(k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (P_{k+d-1} P_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (b_{k+d-1} b_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) e^{j(2\pi \Delta f T_s)} \end{aligned}$$

<39> (여기서, Z1(d)는 1차 차분 교차 상관값)

<40> 를 계산하는 것을 특징으로 한다.

<41> 상기 소정 제1 조건은, 수학식,

$$<42> \quad \beta * Z(d_{\max}*(i-1)) < Z(d_{\max}*(i))$$

<43> (여기서, β 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}*(i-1))$ 는 초기 또는 이전 1차 침두치,

$d_{\max}*(i-1)$ 는 초기 또는 이전 1차 침두치의 위치, $Z(d_{\max}*(i))$ 는 현재 1차 침두치,

$d_{\max}*(i)$ 는 현재 1차 침두치의 위치)

<44> 이고, 상기 β 는, 0.5 이하인 것을 특징으로 한다.

<45> 상기 1차 경계 검출 정보(P1)는, 상기 소정 제1 조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 한다.

- <46> 상기 소정 제2 조건은, 수학적,
- <47> $y * Z(d_{\max} + 1 * (i - 1)) < Z(d_{\max} + 1 * (i))$
- <48> (여기서, y 는 임의의 계수, $Z(d_{\max} + 1 * (i - 1))$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치, $d_{\max} * (i - 1)$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치의 위치, $Z(d_{\max} * (i))$ 는 현재 2차 침두치, $d_{\max} * (i)$ 는 현재 2차 침두치의 위치)
- <49> 이고, 상기 y 는, 0.35 이하인 것을 특징으로 한다.
- <50> 상기 2차 경계 검출 정보(P)는, 상기 소정 제2조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 한다.
- <51> 상기의 다른 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법은, 다음과 같은 단계를 구비한다.
- <52> 즉, 본 발명에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법에서는, 무선 랜 시스템이, 먼저, 무선 공중파를 수신하여 할당된 채널에 존재하는 신호로부터 OFDM 아날로그 신호를 추출하여 출력한다. 다음에, 상기 무선 랜 시스템은, 상기 OFDM 아날로그 신호를 샘플링하여 디지털 신호로 변환하여 출력하고, 상기 디지털 신호와 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)에 대한 소정 교차 상관으로 소정 1차 차분 교차 상관값(Z_1)을 출력하며, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z_1)과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)에 대한 상기 교차 상관으로 2차 차분 교차 상관값(Z)을 출력한다. 이어서, 상기 무선 랜 시스템은, 초기 또는 소정 제2 조건을 만족한 경우의 2차 경계 검출 정보(P)에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 초기 또는 이전 16 샘플링 값들 중의 최고 침두치인 1차 침두치 $Z(d_{\max} * (i - 1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들

중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max} \cdot (i))$ 와 비교하여 소정 제1 조건에 대응하는 1차 경계 검출 정보(P1)를 출력하고, 상기 소정 제1 조건을 만족한 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1)에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 이전 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max} + 1 \cdot (i - 1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max} + 1 \cdot (i))$ 와 비교하여 상기 소정 제2 조건에 대응하는 상기 2차 경계 검출 정보(P)를 출력한다. 이에 따라, 상기 무선 랜 시스템은, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1), 또는 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 2차 경계 검출 정보(P)가 액티브됨에 따라, 상기 1차 첨두치 위치 $d_{\max}(i - 1)$ 를, OFDM 규격 상의 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간 사이의 경계로 보아 상기 위치 $d_{\max}(i - 1)$ 에 동기 되는 클럭인 심볼 클럭(SCLK)을 발생시켜 출력하고, 상기 디지털 신호를 상기 심볼 클럭(SCLK)에 동기시켜 IFFT 처리한 디지털 심볼(IFTS)을 출력한다.

<53> 상기 소정 교차 상관은, 상기 디지털 신호를 나타내는 수학식,

$$P_k = b_k e^{j(2\pi \Delta f k T_s + \theta_0)}$$

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}}$$

<56> (여기서, P_k 는 k 번째 샘플 신호, b_k 는 시간영역의 이상적인 k 번째 샘플 신호, T_s 는 샘플간격, θ_0 는 초기 위상값, N 은 IFFT의 포인트 크기, a_n 은 n 번째 부채널로 전송되는 송신측에서의 데이터 심볼)

<57> 및 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)을 나타내는 수학식,

<58> $R1(k) = b_{k-1}^* b_k$

<59> (여기서, $R1(k)$ 는 짧은 훈련 심볼의 차분값)

<60> 에 의하여, 수학식,

<61> $T(d) = P_{k+d-1} P_{k+d}^*$

<62> (여기서, d 는 시간영역의 위치)

<63> 를 계산하여, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값($Z1$)을 나타내는 수학식,

<64>
$$\begin{aligned} Z1(d) &= \sum_{k=1}^{16} T(d) R1(k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (P_{k+d-1} P_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (b_{k+d-1} b_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) e^{j(2\pi \Delta f T_s)} \end{aligned}$$

<65> (여기서, $Z1(d)$ 는 1차 차분 교차 상관값)

<66> 를 계산하는 것을 특징으로 한다.

<67> 상기 소정 제1 조건은, 수학식,

<68> $\beta * Z(d_{\max}*(i-1)) < Z(d_{\max}*(i))$

<69> (여기서, β 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}*(i-1))$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치,

$d_{\max}*(i-1)$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치의 위치, $Z(d_{\max}*(i))$ 는 현재 1차 첨두치,

$d_{\max}*(i)$ 는 현재 1차 첨두치의 위치)

- <70> 이고, 상기 β 는, 0.5 이하인 것을 특징으로 한다.
- <71> 상기 1차 경계 검출 정보(P1)는, 상기 소정 제1 조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 한다.
- <72> 상기 소정 제2 조건은, 수학식,
- <73>
$$\gamma * Z(d_{\max}+1*(i-1)) < Z(d_{\max}+1*(i))$$
- <74> (여기서, γ 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 는 초기 또는 이전 2차 첨두치, $d_{\max}*(i-1)$ 는 초기 또는 이전 2차 첨두치의 위치, $Z(d_{\max}*(i))$ 는 현재 2차 첨두치, $d_{\max}*(i)$ 는 현재 2차 첨두치의 위치)
- <75> 이고, 상기 γ 는, 0.35 이하인 것을 특징으로 한다.
- <76> 상기 2차 경계 검출 정보(P)는, 상기 소정 제2조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 한다.
- <77> 본 발명과 본 발명의 동작상의 이점 및 본 발명의 실시에 의하여 달성되는 목적을 충분히 이해하기 위해서는 본 발명의 바람직한 실시예를 예시하는 첨부 도면 및 첨부 도면에 기재된 내용을 참조하여야만 한다.
- <78> 이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명함으로써, 본 발명을 상세히 설명한다. 각 도면에 제시된 동일한 참조부호는 동일한 부재를 나타낸다.
- <79> 도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기의 블록도이다.
- <80> 도 2를 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기는, RF 모듈부(210), AD 변환부(220), 1차 차분 교차 상관부(230), 2차 차분 교차 상관부(240),

1차 피크 검출부(250), 2차 피크 검출부(260), 심볼 클럭 발생부(270), 및 IFFT부(280)를 구비한다.

<81> 상기 RF 모듈부(210)는 무선 공중파를 수신하여 할당된 채널에 존재하는 신호로부터 OFDM 아날로그 신호를 추출하여 출력한다. 일반적으로, OFDM 무선 송신 신호는 IEEE802.11a에서 정의되는 바와 같이, 5.4GHz 대역에서 다중 부채널들을 통해 최대 54Mbps 전송 속도로 송수신 처리되고 있다.

<82> 상기 AD 변환부(220)는 상기 OFDM 아날로그 신호를 샘플링하여 디지털 신호로 변환하여 출력한다. 상기 1차 차분 교차 상관부(230)는 상기 디지털 신호와 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)에 대한 소정 교차 상관으로 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)을 출력한다. 상기 2차 차분 교차 상관부(240)는 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)에 대한 상기 교차 상관으로 2차 차분 교차 상관값(Z)을 출력한다.

<83> 여기서, 상기 소정 교차 상관은, 상기 디지털 신호를 나타내는 [수학식 1], 및 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)을 나타내는 [수학식 2]에 의하여, [수학식 3]을 계산하여, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)을 나타내는 [수학식 4]를 계산하는 것이다. 수신 신호의 주파수 오프셋에도 강인한 상관 특성을 나타내기 위하여, 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)으로 인접하는 두 샘플 신호의 위상 차분을 고려하는 이와 같은 교차 상관 방법에 대해서는, H. Kobayashi의 논문, ["A Novel Symbol Frame and Carrier Frequency Synchronization for Burst Mode OFDM Signal" Proceedings of VTC 2000 Fall]에 잘 나타나 있다.

<84> **【수학식 1】** $P_k = b_k e^{j(2\pi\Delta f k T_s + \theta_0)}$

<85>
$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\frac{2\pi nk}{N}}$$

<86> (여기서, P_k 는 k 번째 샘플 신호, b_k 는 시간영역의 이상적인 k 번째 샘플 신호, T_s 는 샘플간격, θ_0 은 초기 위상값, N 은 IFFT의 포인트 크기, a_n 은 n 번째 부채널로 전송되는 송신측에서의 데이터 심볼)

<87> **【수학식 2】** $R1(k) = b_{k-1}^* b_k$

<88> (여기서, $R1(k)$ 는 짧은 훈련 심볼의 차분값)

<89> **【수학식 3】** $T(d) = P_{k+d-1} P_{k+d}^*$

<90> (여기서, d 는 시간영역의 위치)

<91>
$$\begin{aligned} Z1(d) &= \sum_{k=1}^{16} T(d) R1(k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (P_{k+d-1} P_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (b_{k+d-1} b_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) e^{j(2\pi\Delta f T_s)} \end{aligned}$$

【수학식 4】

<92> (여기서, $Z1(d)$ 는 1차 차분 교차 상관값)

<93> 상기 1차 피크 검출부(250)는 초기 또는 소정 제2 조건을 만족한 경우의 2차 경계 검출 정보(P)에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 초기 또는 이전 16 샘플링

값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i))$ 와 비교하여 소정 제1 조건에 대응하는 1차 경계 검출 정보(P1)를 출력한다. 상기 2차 피크 검출부(260)는 상기 소정 제1 조건을 만족한 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1)에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 이전 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i))$ 와 비교하여 상기 소정 제2 조건에 대응하는 상기 2차 경계 검출 정보(P)를 출력한다.

<94> 상기 소정 제1 조건은 [수학식 5]에 해당하고, 상기 β 는 0.5 이하이며, 상기 1차 경계 검출 정보(P1)는, 상기 소정 제1 조건을 만족하면 비활성화, 즉, 제1 논리 상태(논리 로우 상태)로 되고, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않으면, 제1 논리 상태에서 제2 논리 상태(논리 하이 상태)로 액티브된다.

<95> **【수학식 5】** $\beta * Z(d_{\max}*(i-1)) < Z(d_{\max}*(i))$

<96> (여기서, β 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}*(i-1))$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치, $d_{\max}*(i-1)$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치의 위치, $Z(d_{\max}*(i))$ 는 현재 1차 첨두치, $d_{\max}*(i)$ 는 현재 1차 첨두치의 위치)

<97> 상기 소정 제2 조건은 [수학식 6]에 해당하고, 상기 γ 는 0.35 이하이며, 상기 2차 경계 검출 정보(P)는, 상기 소정 제2조건을 만족하면 비활성화, 즉, 제1 논리 상태(논리 로우 상태)로 되고, 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않으면, 제1 논리 상태에서 제2 논리 상태(논리 하이 상태)로 액티브된다.

<98> 【수학식 6】 $y * Z(d_{\max}+1*(i-1)) < Z(d_{\max}+1*(i))$

<99> (여기서, y 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치, $d_{\max}*(i-1)$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치의 위치, $Z(d_{\max}*(i))$ 는 현재 2차 침두치, $d_{\max}*(i)$ 는 현재 2차 침두치의 위치)

<100> 상기 심볼 클럭 발생부(270)는 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1), 또는 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 2차 경계 검출 정보(P)가 액티브됨에 따라, 상기 1차 침두치 위치 $d_{\max}(i-1)$ 를, OFDM 규격 상의 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간 사이의 경계로 보아 상기 위치 $d_{\max}(i-1)$ 에 동기 되는 클럭인 심볼 클럭(SCLK)을 발생시켜 출력한다. 상기 IFFT부(280)는 상기 디지털 신호를 상기 심볼 클럭(SCLK)에 동기시켜 IFFT 처리한 디지털 심볼(IFS)을 출력한다.

<101> 이하, 본 발명의 일실시예에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기의 동작을 좀더 상세하게 설명한다.

<102> 도 3은 도 2의 OFDM 수신기에 대한 동작 설명을 위한 흐름도이다.

<103> 도 3을 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따른 OFDM 수신기는, 먼저, 상기 RF 모듈부(210)에서, 무선 공중파를 수신하여 할당된 채널에 존재하는 신호로부터 OFDM 아날로그 신호를 추출하여 출력한다(S310). 다음에, 상기 AD 변환부(220)는 상기 OFDM 아날로그 신호를 샘플링하여 디지털 신호로 변환하여 출력한다(S320). 상기 1차 차분 교차 상관부(230)는 상기 디지털 신호와 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)에 대한 소정 교차 상관으로 [수학식 4]와 같은 소정 1차 차분 교차 상관값 $Z1(d)$ 를 출력한다

(S330~S340). 상기 2차 차분 교차 상관부(240)는 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)에 대한 상기 교차 상관으로 2차 차분 교차 상관값 Z(d)를 출력한다(S350~S360). 여기서, 2차 차분 교차 상관값 Z(d)의 계산은, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z1)과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)에 대하여, 상기 1차 차분 교차 상관부(230)에서 처럼, [수학식 1] 내지 [수학식 4]와 같은 교차 상관을 한번더 수행하는 것이다.

<104> 도 4는 도 2의 1차 교차 상관부의 출력 파형에 대한 시뮬레이션 결과이다.

<105> 도 4를 참조하면, 도 2의 1차 교차 상관부의 출력 파형은, 짧은 훈련 구간인 t1~t10 구간(도 4에서 7e-6 ~ 15e-6 구간)에서 10개의 첨두치를 보이고 있다. 도 4의 파형은, 다중 경로 페이딩(multipath fading) 채널 환경의 QPSK 변조 방식에서 SNR이 5dB, 정규화 주파수 오프셋(normalized frequency offset)이 1.235인 경우의 시뮬레이션 결과이다. 이와 같이, 시뮬레이션 상에서는 10개의 첨두치가 나타나지만, 실질적으로 t1~t7 구간은 AGC 등을 수행하는 구간이므로, 상기 1차 차분 교차 상관부(230)에 유효한 첨두치는, 도 4에 도시된 바와 같이, 짧은 훈련 심볼 구간의 종료전에 나타나는 3개의 첨두치뿐이다. 도 4에서 볼 수 있듯이 주파수 오프셋이 정규화 주파수 오프셋값 1.235인 경우에도 강건한 특성을 보이고 있다.

<106> 낮은 SNR 또는 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 짧은 훈련 심볼의 16샘플 구간에는 첨두치의 값에 많은 왜곡이 있다. 이로 인해, 종래의 심볼 동기화 방법에서는 정확한 첨두치 위치의 판별이 어려워져 심볼 동기의 성능이 좋지 않다. 이런 문제점을 보완하기 위하여 본 발명에서는, 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)을 상기 2차 교차 상관부의 기준 신호값으로 설정하여 재차 상관을 수행한다.

- <107> 도 5는 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)에 대한 파형의 일예이다.
- <108> 도 5를 참조하면, IEEE802.11a에 정의되는 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)에 대한 파형이 나타나 있다.
- <109> 도 6은 도 5의 파형에 대한 자기 상관값(ACVTS)을 나타내는 그래프이다.
- <110> 도 6을 참조하면, 도 5의 파형 자체에 대한 자기 상관값(ACVTS)에 대한 그래프가 나타나 있고, 이것은 상관 관계의 특성을 판별하기 위한 자료로 활용된다. 도 6에 도시된 바와 같이, 첨두치를 기준으로 좌우측의 값들이 첨두치값의 약 80%정도, 그 다음의 좌우 값들은 50%정도나 되어서 좋은 상관 특성이라 할 수 없다. 즉, 잡음의 영향으로 수신기에서 판별하는 첨두치의 위치가 도 6의 첨두치의 좌측 혹은 우측 을 가리키는 위치로 오인될 확률이 크다는 것을 의미한다. 이런 문제점을 해결하기 위한 방안으로 본 발명에서는, 상기 1차 피크 검출부(250) 및 상기 2차 피크 검출부(260)를 구비하여, 2차에 걸친 첨두치 비교를 수행한다.
- <111> 한편, 상기 1차 피크 검출부(250)는 초기에, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 초기 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 및 그 위치 $d_{\max}*(i-1)$ 와, 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 및 그 위치 $d_{\max}+1*(i-1)$ 을 탐색한다(S370).
- <112> 이에 따라, 상기 1차 피크 검출부(250)는 초기에, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i))$ 와 비교하여, [수학식 5]의 소정 제1 조건(S380)에 대응하는 1차 경계 검출 정보(P1)를 출력한다(S390). 또한, 상기

1차 피크 검출부(250)는 상기 소정 제2 조건을 만족한 경우(S400~S410)의 2차 경계 검출 정보(P)에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 이전 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i))$ 와 비교하여, [수학식 5]의 상기 소정 제1 조건(S380)에 대응하는 1차 경계 검출 정보(P1)를 출력한다(S390).

<113> 상기 2차 피크 검출부(260)는 [수학식 5]의 상기 소정 제1 조건을 만족한 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1)에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값(Z)의 이전 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i))$ 와 비교하여, [수학식 6]의 상기 소정 제2 조건(S400)에 대응하는 상기 2차 경계 검출 정보(P)를 출력한다(S390).

<114> [수학식 5]에서 상기 β 는 0.5 정도가 적당하고, 상기 1차 경계 검출 정보(P1)는, 상기 소정 제1 조건을 만족하면 비활성화, 즉, 제1 논리 상태(논리 로우 상태)로 되고, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않으면, 제1 논리 상태에서 제2 논리 상태(논리 하이 상태)로 액티브된다.

<115> [수학식 6]에서 상기 γ 는 0.3~0.35가 적당하고, 상기 2차 경계 검출 정보(P)는, 상기 소정 제2조건을 만족하면 비활성화, 즉, 제1 논리 상태(논리 로우 상태)로 되고, 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않으면, 제1 논리 상태에서 제2 논리 상태(논리 하이 상태)로 액티브된다.

<116> 이에 따라, 상기 심볼 클럭 발생부(270)는 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 1차 경계 검출 정보(P1), 또는 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않는 경우의

상기 2차 경계 검출 정보(P)가 액티브됨에 따라, 상기 1차 침두치 위치 $d_{\max}(i-1)$ 를, OFDM 규격 상의 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간 사이의 경계로 보아 상기 위치 $d_{\max}(i-1)$ 에 동기 되는 클럭인 심볼 클럭(SCLK)을 발생시켜 출력한다. 상기 IFFT부(280)는 상기 디지털 신호를 상기 심볼 클럭(SCLK)에 동기시켜 IFFT 처리한 디지털 심볼(IFTS)을 출력한다.

<117> 이와 같은 방법으로 심볼 동기화 하는 경우, 성능 개선을 기대할 수 있는 이유는 다음과 같다. 우선, 초기(대략 t_7 구간) 16 샘플 동안의 침두치로서, 잡음 등의 영향으로 이상적인 침두치의 좌측(침두치 직전 샘플)을 선택한 경우(제1 케이스), 이상적인 침두치를 선택한 경우(제2 케이스), 또는 이상적인 침두치의 우측(침두치 직후 샘플)을 선택한 경우(제3 케이스)로 나누어 설명한다.

<118> 제1 케이스의 경우에, 그 다음 16샘플이 짧은 심볼 훈련 구간 이내일 경우는, 도 6에 나타낸 바와 같이, 여전히 확률적으로 침두치 값의 80% 정도의 크기를 가지므로, [수학식 5]의 상기 제1 조건을 만족할 확률이 크다. 그 다음 17번째 샘플값은 이상적인 침두치의 위치이므로 [수학식 6]의 상기 제2 조건을 만족할 확률은 더욱더 크다. 또한, 제1 케이스의 경우에, 그 다음 16샘플이 긴 심볼 훈련 구간일 경우는, 상관 관계가 전혀 없어서 [수학식 5]의 상기 제1 조건을 만족할 확률이 작다. 이때, 잡음 등의 영향으로 [수학식 5]의 상기 제1 조건을 만족했다 하더라도 [수학식 6]의 상기 제2 조건을 만족할 확률은 훨씬 더 작다.

<119> 제2 케이스의 경우에, 그 다음 16샘플이 짧은 훈련 심볼 구간 이내일 경우는, 제1 케이스와 마찬가지로 [수학식 5]의 상기 제1 조건을 만족할 확률이 크다. 그 다음 17번째 샘플값들, 즉, 2차 침두치들의 비교에서도 상관값이 비교적 큰 값(이상적인 침두치의

80%)이므로 [수학식 6]의 상기 제2 조건을 만족할 확률이 크다. 제2 케이스의 경우에, 그 다음 16샘플이 긴 훈련 심볼 구간 이내일 경우는, 제1 케이스에서와 동일하다.

<120> 제3 케이스의 경우에, 그 다음 16샘플이 짧은 훈련 심볼 구간 이내일 경우는, 1차 첨두치들의 비교에서는 비교적 높은 상관값의 수치(이상적인 첨두치의 80%)로 [수학식 5]의 상기 제1 조건을 만족할 확률이 크다. 그 다음 17번째 샘플값들, 즉, 2차 첨두치들의 비교에서는 상관값이 50%정도로서, 전술한 제1 케이스 또는 제2 케이스에 비하여 다소 떨어지지만, 비교 임계치, 즉, γ 값을 30%정도로 잡았으므로, [수학식 6]의 상기 제2 조건을 만족할 확률이 비교적 크다. 제3 케이스의 경우에, 그 다음 16샘플이 긴 훈련 심볼 구간 이내일 경우는, 전술한 제1 케이스와 동일하다.

<121> 이와 같이 2 차례에 걸쳐 임계치를 비교함으로써, 초기 16 샘플 구간중 이상적인 첨두치의 위치를 찾지 못하였을 경우에 대해 상관값의 확률적인 근거로 2번에 걸쳐 첨두치를 유지시키게 되며, 긴 훈련 심볼과의 상관 비교에서는 2번에 걸쳐 임계치를 모두 만족해야 하는 확률은 극히 작으므로, 짧은 훈련심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간의 경계를 찾는 확률을 극대화시킬 수 있다.

<122> 도 7은 일반적인 OFDM 수신기에서 긴 훈련 심볼을 교차 상관부의 기준값으로 한 경우의 동기화 확률을 나타내는 그래프이고, 도 8은 도 2의 OFDM 수신기의 동기화 확률을 나타내는 그래프이다.

<123> 도 7 및 도 8 각각을 참조하면, 일반적인 OFDM 수신기 및 도 2의 OFDM 수신기의 심볼동기 추정 성능이 나타나 있다. 도 8에서는, 도 7에 비하여 주파수 오프셋에 더 강인한 특성을 보이며, 낮은 SNR에서도 더 우수한 성능을 보이고 있음을 알 수 있다.

<124> 위에서 기술한 바와 같이 본 발명의 일실시예에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기는, 1차 차분 교차 상관부(230)에 의하여, 상기 디지털 신호와 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)에 대한 소정 교차 상관으로 소정 1차 차분 교차 상관값(Z_1)을 출력하고, 2차 차분 교차 상관부(240)에 의하여, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값(Z_1)과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)에 대한 상기 교차 상관으로 2차 차분 교차 상관값(Z)을 출력함으로써, 1차 피크 검출부(250)가 1차 침두치들 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 및 $Z(d_{\max}*(i))$ 를 비교하여 소정 제1 조건에 대응하는 1차 경계 검출 정보(P_1)를 출력하고, 2차 피크 검출부(260)가 2차 침두치들 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 및 $Z(d_{\max}+1*(i))$ 를 비교하여 상기 소정 제2 조건에 대응하는 상기 2차 경계 검출 정보(P)를 출력한다. 이에 따라, 심볼 클럭 발생부(270)는 상기 1차 경계 검출 정보(P_1), 또는 상기 2차 경계 검출 정보(P)가 액티브됨에 따라, 상기 1차 침두치 위치 $d_{\max}(i-1)$ 를, OFDM 규격 상의 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간 사이의 경계로 보아 상기 위치 $d_{\max}(i-1)$ 에 동기 되는 클럭인 심볼 클럭(SCLK)을 발생시켜 출력한다.

<125> 이상에서와 같이 도면과 명세서에서 최적 실시예가 개시되었다. 여기서 특정한 용어들이 사용되었으나, 이는 단지 본 발명을 설명하기 위한 목적에서 사용된 것이지 의미 한정이나 특허청구범위에 기재된 본 발명의 범위를 제한하기 위하여 사용된 것은 아니다. 그러므로 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

【발명의 효과】

<126> 상술한 바와 같이 본 발명에 따른 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기는, 짧은 훈련 심볼의 차분값을 기준 신호로 사용하여 주파수 오프셋에 강건한 1차 차분 교차 상관을 수행하고, 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값(DVTS)의 자기 상관값(ACVTS)을 기준으로 상기 1차 차분 교차 상관의 출력값에 대하여 재차 상관을 취하며, 상기 재차 상관의 출력값에 대하여 2차에 거친 침두치 비교를 통하여, 우수한 상관 특성을 기반으로 빠른 시간 내에 심볼 동기화를 수행한다. 따라서, 이와 같은 OFDM 수신기를 적용하는 무선 랜 시스템의 응답 속도를 높일 수 있다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

무선 공중파를 수신하여 할당된 채널에 존재하는 신호로부터 OFDM 아날로그 신호를 추출하여 출력하는 RF 모듈부;

상기 OFDM 아날로그 신호를 샘플링하여 디지털 신호로 변환하여 출력하는 AD 변환부;

상기 디지털 신호와 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값에 대한 소정 교차 상관으로 소정 1차 차분 교차 상관값을 출력하는 1차 차분 교차 상관부;

상기 소정 1차 차분 교차 상관값과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값의 자기 상관값에 대한 상기 교차 상관으로 2차 차분 교차 상관값을 출력하는 2차 차분 교차 상관부;

초기 또는 소정 제2 조건을 만족한 경우의 2차 경계 검출 정보에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값의 초기 또는 이전 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i))$ 와 비교하여 소정 제1 조건에 대응하는 1차 경계 검출 정보(P1)를 출력하는 1차 피크 검출부;

상기 소정 제1 조건을 만족한 경우의 상기 1차 경계 검출 정보에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값의 이전 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i))$ 와 비교하여 상기 소정 제2 조건에 대응하는 상기 2차 경계 검출 정보를 출력하는 2차 피크 검출부;

상기 소정 제1 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 1차 경계 검출 정보, 또는 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 2차 경계 검출 정보가 액티브됨에 따라, 상기 1차 침투치 위치 $d_{\max}(i-1)$ 를, OFDM 규격 상의 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간 사이의 경계로 보아 상기 위치 $d_{\max}(i-1)$ 에 동기 되는 클럭인 심볼 클럭을 발생시켜 출력하는 심볼 클럭 발생부; 및

상기 디지털 신호를 상기 심볼 클럭에 동기시켜 IFFT 처리한 디지털 심볼을 출력하는 IFFT부를 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 2】

제 1항에 있어서, 상기 소정 교차 상관은,

상기 디지털 신호를 나타내는 수학적식,

$$P_k = b_k e^{j(2\pi \Delta y k T_s + \theta_0)}$$

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}}$$

(여기서, P_k 는 k 번째 샘플 신호, b_k 는 시간영역의 이상적인 k 번째 샘플 신호, T_s 는 샘플간격, θ_0 은 초기 위상값, N 은 IFFT의 포인트 크기, a_n 은 n 번째 부채널로 전송되는 송신측에서의 데이터 심볼)

및 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값을 나타내는 수학적식,

$$R1(k) = b_{k-1}^* b_k$$

(여기서, $R1(k)$ 는 짧은 훈련 심볼의 차분값)

에 의하여, 수학식,

$$T(d) = P_{k+d-1} P_{k+d}^*$$

(여기서, d는 시간영역의 위치)

를 계산하여, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값을 나타내는 수학식,

$$\begin{aligned} Z1(d) &= \sum_{k=1}^{16} T(d) R1(k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (P_{k+d-1} P_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (b_{k+d-1} b_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) e^{j(2\pi \Delta f T_s)} \end{aligned}$$

(여기서, Z1(d)는 1차 차분 교차 상관값)

를 계산하는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 3】

상기 제 1항에 있어서, 상기 소정 제1 조건은,

수학식 ,

$$\beta * Z(d_{\max}(i-1)) < Z(d_{\max}(i))$$

(여기서, β 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}(i-1))$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치,

$d_{\max}(i-1)$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치의 위치, $Z(d_{\max}(i))$ 는 현재 1차 첨두치,

$d_{\max}(i)$ 는 현재 1차 첨두치의 위치)

인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 4】

상기 제 3항에 있어서, 상기 β 는,

0.5 이하인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 5】

상기 제 1항에 있어서, 상기 1차 경계 검출 정보는,

상기 소정 제1 조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 6】

상기 제 1항에 있어서, 상기 소정 제2 조건은,

수학식 ,

$$\gamma * Z(d_{\max}+1*(i-1)) < Z(d_{\max}+1*(i))$$

(여기서, γ 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치, $d_{\max}*(i-1)$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치의 위치, $Z(d_{\max}*(i))$ 는 현재 2차 침두치, $d_{\max}*(i)$ 는 현재 2차 침두치의 위치)

인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 7】

상기 제 6항에 있어서, 상기 γ 는,

0.35 이하인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 8】

상기 제 1항에 있어서, 상기 2차 경계 검출 정보는,

상기 소정 제2조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신기.

【청구항 9】

무선 랜 시스템에 의하여, 무선 공중파를 수신하여 할당된 채널에 존재하는 신호로부터 OFDM 아날로그 신호를 추출하여 출력하는 단계;

상기 무선 랜 시스템에 의하여, 상기 OFDM 아날로그 신호를 샘플링하여 디지털 신호로 변환하여 출력하는 단계;

상기 무선 랜 시스템에 의하여, 상기 디지털 신호와 OFDM 규격의 짧은 훈련 심볼의 차분값에 대한 소정 교차 상관으로 소정 1차 차분 교차 상관값을 출력하는 단계;

상기 무선 랜 시스템에 의하여, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값과 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값의 자기 상관값에 대한 상기 교차 상관으로 2차 차분 교차 상관값을 출력하는 단계;

상기 무선 랜 시스템에 의하여, 초기 또는 소정 제2 조건을 만족한 경우의 2차 경계 검출 정보에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값의 초기 또는 이전 16 샘플링 값들 중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들

중의 최고 첨두치인 1차 첨두치 $Z(d_{\max}*(i))$ 와 비교하여 소정 제1 조건에 대응하는 1차 경계 검출 정보를 출력하는 단계;

상기 무선 랜 시스템에 의하여, 상기 소정 제1 조건을 만족한 경우의 상기 1차 경계 검출 정보에 응답하여, 상기 2차 차분 교차 상관값의 이전 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 를, 다음 위치로부터의 16 샘플링 값들 중의 상기 최고 첨두치 다음 샘플링 값인 2차 첨두치 $Z(d_{\max}+1*(i))$ 와 비교하여 상기 소정 제2 조건에 대응하는 상기 2차 경계 검출 정보를 출력하는 단계;

상기 무선 랜 시스템에 의하여, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 1차 경계 검출 정보, 또는 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않는 경우의 상기 2차 경계 검출 정보가 액티브됨에 따라, 상기 1차 첨두치 위치 $d_{\max}(i-1)$ 를, OFDM 규격 상의 짧은 훈련 심볼 구간과 긴 훈련 심볼 구간 사이의 경계로 보아 상기 위치 $d_{\max}(i-1)$ 에 동기되는 클럭인 심볼 클럭을 발생시켜 출력하는 단계; 및

상기 무선 랜 시스템에 의하여, 상기 디지털 신호를 상기 심볼 클럭에 동기시켜 IFFT 처리한 디지털 심볼을 출력하는 단계를 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

【청구항 10】

제 9항에 있어서, 상기 소정 교차 상관은,

상기 디지털 신호를 나타내는 수학적식,

$$P_k = b_k e^{j(2\pi \Delta f k T_s + \theta_k)}$$

$$b_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}}$$

(여기서, P_k 는 k 번째 샘플 신호, b_k 는 시간영역의 이상적인 k 번째 샘플 신호, T_s 는 샘플간격, θ_0 은 초기 위상값, N 은 IFFT의 포인트 크기, a_n 은 n 번째 부채널로 전송되는 송신측에서의 데이터 심볼)

및 상기 짧은 훈련 심볼의 차분값을 나타내는 수학적식,

$$R1(k) = b_{k-1}^* b_k$$

(여기서, $R1(k)$ 는 짧은 훈련 심볼의 차분값)

에 의하여, 수학적식,

$$T(d) = P_{k+d-1} P_{k+d}^*$$

(여기서, d 는 시간영역의 위치)

를 계산하여, 상기 소정 1차 차분 교차 상관값을 나타내는 수학적식,

$$\begin{aligned} Z1(d) &= \sum_{k=1}^{16} T(d) R1(k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (P_{k+d-1} P_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) \\ &= \sum_{k=1}^{16} (b_{k+d-1} b_{k+d}^*) (b_{k-1}^* b_k) e^{j(2\pi \Delta f T_s)} \end{aligned}$$

(여기서, $Z1(d)$ 는 1차 차분 교차 상관값)

를 계산하는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

【청구항 11】

상기 제 9항에 있어서, 상기 소정 제1 조건은,

수학식 ,

$$\beta * Z(d_{\max}(i-1)) < Z(d_{\max}(i))$$

(여기서, β 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}(i-1))$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치, $d_{\max}(i-1)$ 는 초기 또는 이전 1차 첨두치의 위치, $Z(d_{\max}(i))$ 는 현재 1차 첨두치, $d_{\max}(i)$ 는 현재 1차 첨두치의 위치)

인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

【청구항 12】

상기 제 11항에 있어서, 상기 β 는,

0.5 이하인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

【청구항 13】

상기 제 9항에 있어서, 상기 1차 경계 검출 정보는,

상기 소정 제1 조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제1 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

【청구항 14】

상기 제 9항에 있어서, 상기 소정 제2 조건은,

수학식 ,

$$\gamma * Z(d_{\max}+1*(i-1)) < Z(d_{\max}+1*(i))$$

(여기서, γ 는 임의의 계수, $Z(d_{\max}+1*(i-1))$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치, $d_{\max}*(i-1)$ 는 초기 또는 이전 2차 침두치의 위치, $Z(d_{\max}*(i))$ 는 현재 2차 침두치, $d_{\max}*(i)$ 는 현재 2차 침두치의 위치)

인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

【청구항 15】

상기 제 14항에 있어서, 상기 γ 는,

0.35 이하인 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

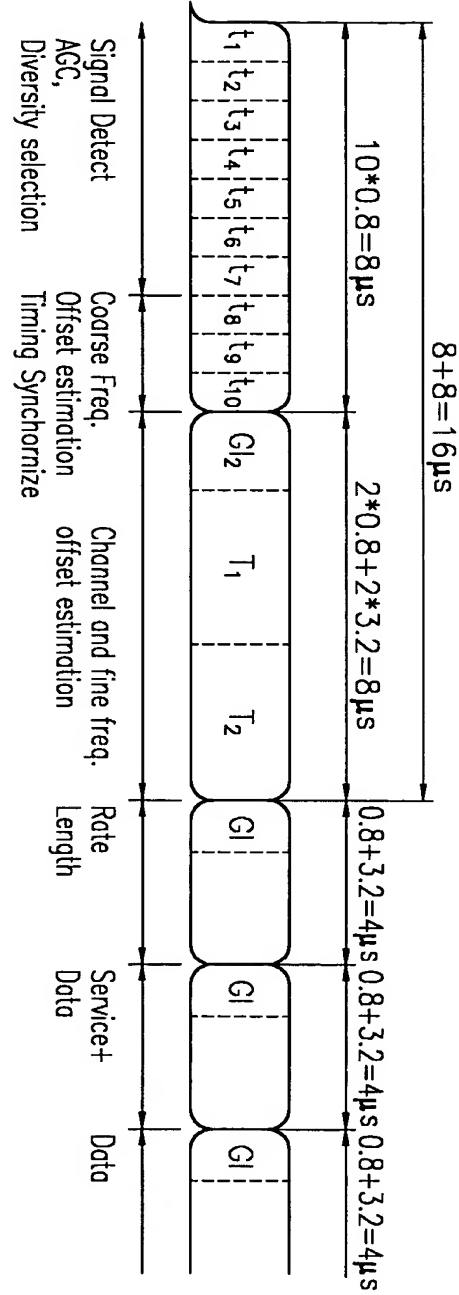
【청구항 16】

상기 제 9항에 있어서, 상기 2차 경계 검출 정보는,

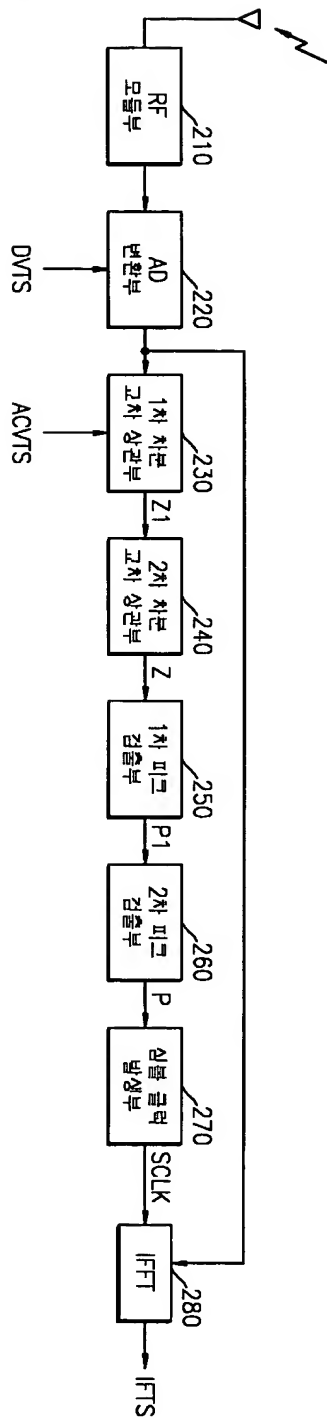
상기 소정 제2조건을 만족하면 비활성화되고, 상기 소정 제2 조건을 만족하지 않으면, 액티브되는 것을 특징으로 하는 무선 랜 시스템의 OFDM 수신 방법.

【도면】

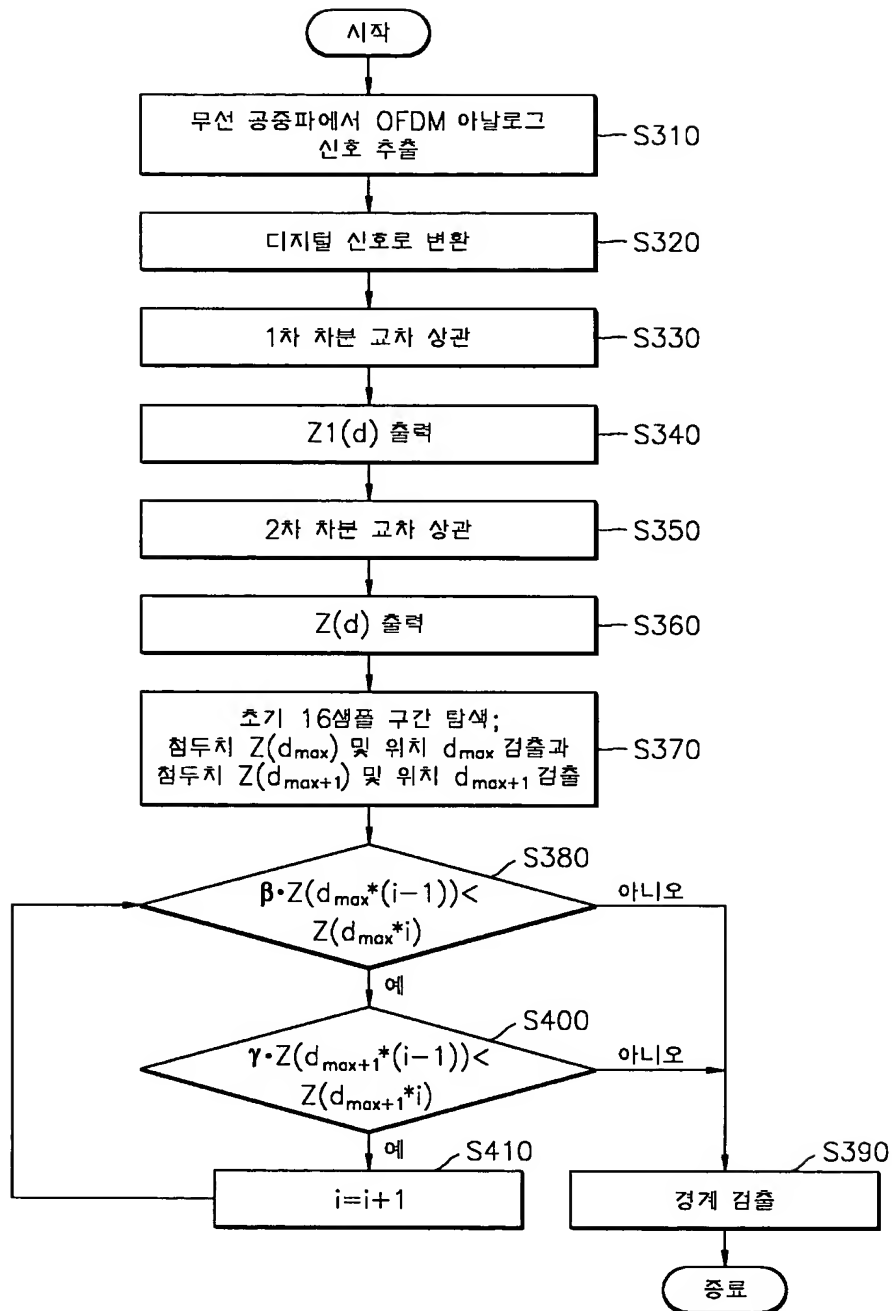
【H 1】



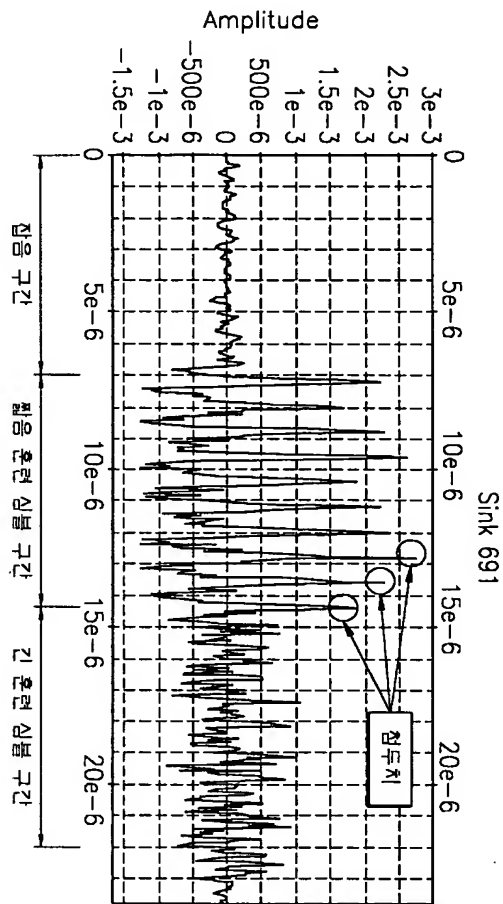
【도 2】



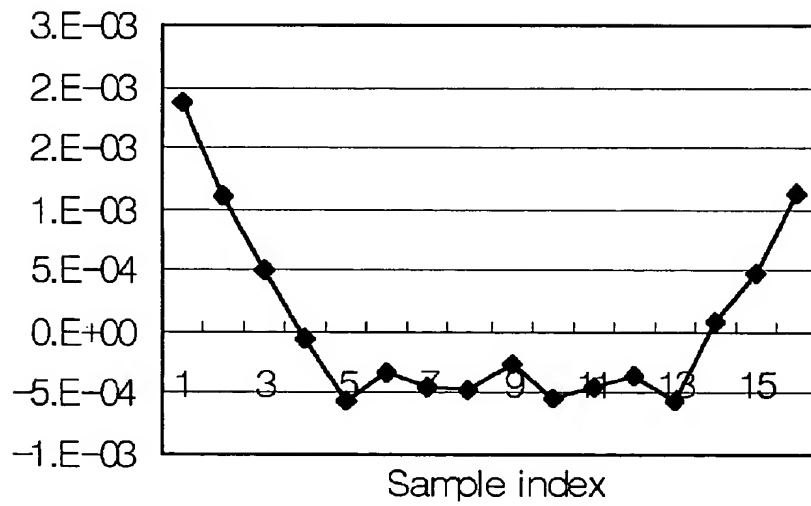
【도 3】



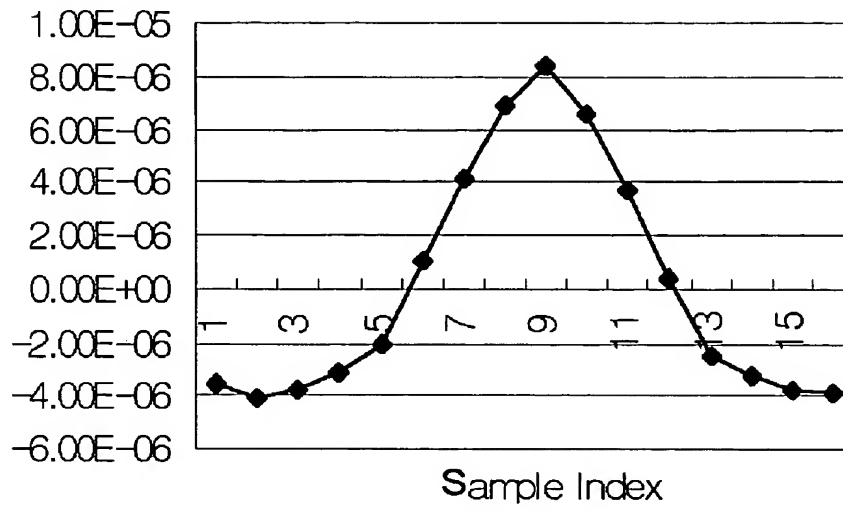
【도 4】



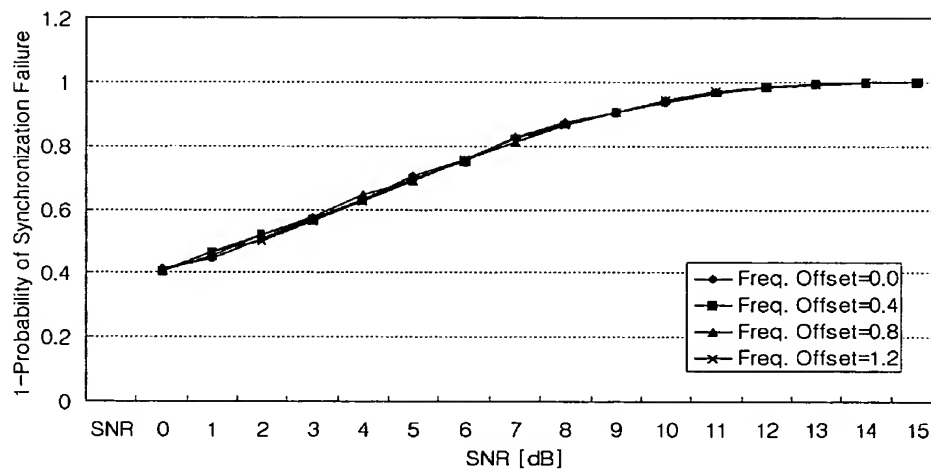
【도 5】



【도 6】



【도 7】



【도 8】

